

# 前言

信号链包括从信号的采集，放大，传输，处理一直到对相应功率器件产生执行的一整套信号流程，该系列文章主要着眼于模拟信号链的基本构建块予以探讨和研究。讨论运放的一些基本应用，描述一些运放性能的指标，包括模拟信号处理以及支持这些功能所必须的器件。欢迎多提宝贵意见和建议。

## 关于德州仪器公司

德州仪器 (TI) 是全球领先的数字信号处理与模拟技术半导体供应商，亦是推动因特网时代不断发展的半导体引擎。作为实时技术的领导者，TI 正在快速发展，在无线与宽带接入等大型市场及数码相机和数字音频等新兴市场方面，TI 凭借性能卓越的半导体解决方案不断推动着因特网时代前进的步伐！

# 作者简介



William P. (Bill) Klein 现任 TI 高性能模拟产品部高级应用工程师。Bill 是在 2000 年 8 月 TI 收购 Burr-Brown 产品线时加盟 TI 的。他拥有超过 40 年的模拟电路设计工作经验，涵盖了从找矿勘查到核医学影像的广泛领域。目前，Bill 负责举办模拟电子实验室网络直播 (e-LAB Web Cast)，介绍在模拟电路设计中所遇问题的解决方案。他毕业于亚利桑那州立大学 (Arizona State University)，获电子工程理学学士学位，并成为亚利桑那州注册专业工程师；此外，他还撰写了大量的杂志文章、应用手册以及会议论文。

# 目 录

信号链基础知识 (第 11 部分): 电压和电源调节电路简介.....	3
信号链基础知识 (第 12 部分): 一个重要的 AC 参数显示工具——Bode 图.....	6
信号链基础知识 (第 13 部分): 充分利用 Bode 图.....	9
信号链基础知识: ADC 静态参数 (第 14 部分) .....	12
信号链基础知识 (第 15 部分): ADC 的动态参数.....	16
信号链基础知识: 模拟电压比较器 (第 16 部分) .....	18
信号链基础知识 (第 17 部分): 滞后功能——了解更多模拟电压比较器的相关知识.....	20
信号链基础知识 (第 18 部分): 用作积分器的运算放大器.....	24
信号链基础知识 (第 19 部分): 探究和了解线性稳压器.....	27
信号链基础知识 (第 20 部分): 了解运算放大器及速度的基本原理.....	30

## 信号链基础知识 (第 11 部分): 电压和电源调节电路简介

稳压电路基础知识, 涵盖了从简单的电阻到开关降压/升压转换器的所有知识

为了使所有的信号链器件均能正常工作, 这就要求每个器件的电源电压都要稳定。电源调节电路主要分为两大类: a) 线性调节电路和 b) 开关调节电路。虽然线性电压控制器在通常情况下效率最低, 但其产生的噪声也是最少的, 请参见图 1。

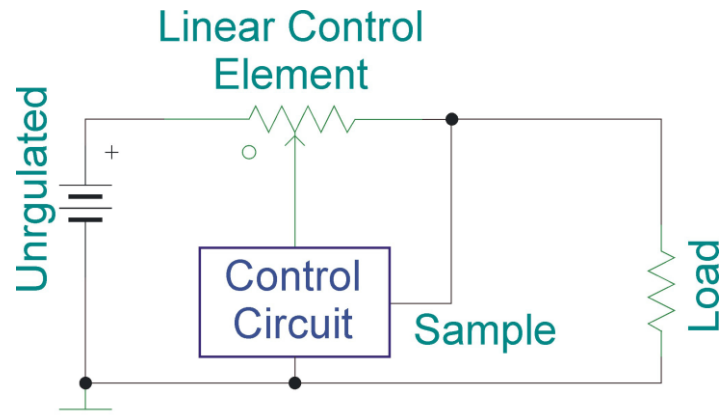


图 1 线性稳压器基本原理  
(点击图片可以放大)

如果负载电流要求不随时间变化而变化且非稳压输入电源电压稳定, 那么图中的一个简单的串联电阻就可以对电路的电源电压进行调节。然而, 在现实世界中实现这样的条件是不可能的。图 2 所示电路提供了一种有源控制方案。

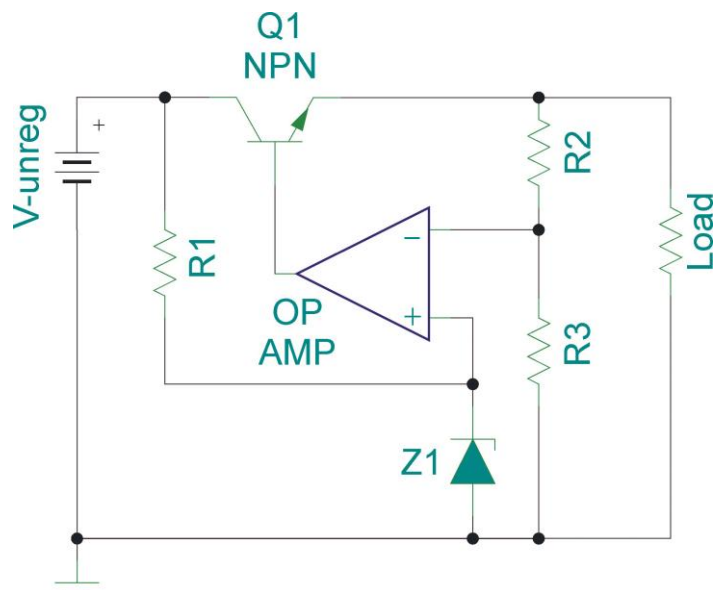


图 2 有源稳压器  
(点击图片可以放大)

齐纳二极管 (Z1) 在运算放大器正输入端提供了一个稳定的参考电压。该运算放大器会一直调节其输出,直到由 R2-R3 分压器形成的负输入端上的采样电压等于齐纳电压为止。然后,在一个宽泛的负载电流和输入电压范围内保持输出电压控制。然而不幸的是这样的电路效率并不是很高,利用开关稳压器可将效率大大提高。

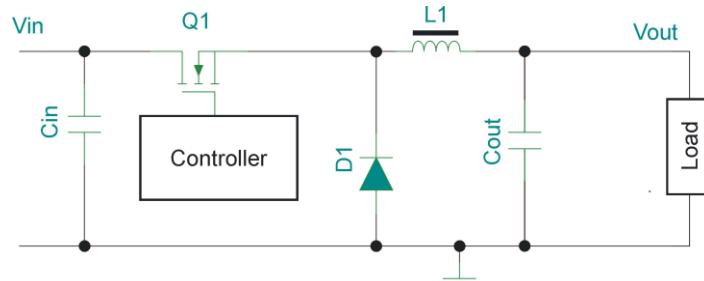


图 3 降压开关转换器 [请参见下文中的视频链接]  
(点击图片可以放大)

图 3 中的电路为降压转换器(属于 DC/DC 开关转换器),其会产生一个低于输入电压的输出电压(请点击[此处](#)参见视频)。该周期以开启 Q1 开始,因此电源电流流经 Q1 和 L1 至负载。流经 L1 的电流会在 L1 内部产生了一个磁场能量存储。控制器在适当的开关点处开启 Q1,这样存储在 L1 中的能量现在就作为一个可以继续为负载供应电流的电源了。

随着 L1 中磁场的减弱,输出电压将降至一个设置点,且 Q1 被重新开启以复原输出。在 Q1 处于关闭的状态期间,电流回流经续流二极管 D1。在线性旁路稳压器中,随着旁路元件温度的升高能量逐渐减少。但是,在开关稳压器中,电感起了一个存储元件的作用。

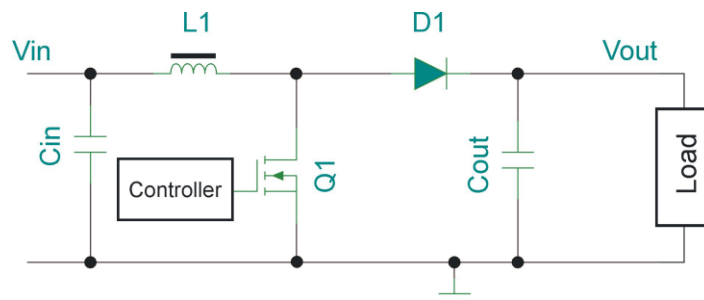


图 4 升压开关稳压器 [请参见下文中的视频链接]  
(点击图片可以放大)

图 4 中的升压开关稳压器产生了一个高于输入电压的输出电压(请点击[此处](#)参见小视频)。在第一个阶段,Q1 处于开启状态,因此输入电流在 L1 中形成了一个磁场。由于二极管 D1 的反向偏置,输出与 L1 电路被隔离开来。所有供给到负载的电流均来自输出电容 Cout。在运行的第二个阶段,Q1 处于关闭状态且 L1 的能量被添加到输入电压以产生一个高于输入电压的输出电压。

两个开关稳压器的控制器采用不同的算法以确定不同阶段的开关点,从而使开关稳压器实现高于 90% 的效率。

## 信号链基础知识 (第 12 部分): 一个重要的 AC 参数显示工具——Bode 图

**Bode 图**是了解放大器关键 AC 性能特性的重要工具

用于描述放大器过频率性能的 AC 参数可能会显得含混不清。在许多描述和分析中所使用的工具就是 Bode 图 (请参见参考文献 1)。该图显示了网络或系统的增益和相位关系。由于图像可缩放, 因此可利用图形技术来完成计算。

对于一连串级的总增益可通过采用各单级的乘积进行计算。Bode 图以频率函数显示增益 (单位为 dB)。dB 单位基于传输比的对数, 该单位以数学公式的方式可表述为 (公式 1):

$$Gain \text{ (dB)} = 20 \log \left( \frac{V_{out}}{V_{in}} \right)$$

对数相加时即可实现乘法运算, 因此系统总增益可通过单个增益曲线的图解加法进行计算。相移是一个线性变量, 并且通过串联级的相移只进行代数相加。Bode 图的许多特性都可通过分析一个简单的 R-C 低通滤波器图解出来 (请参见图 1)。

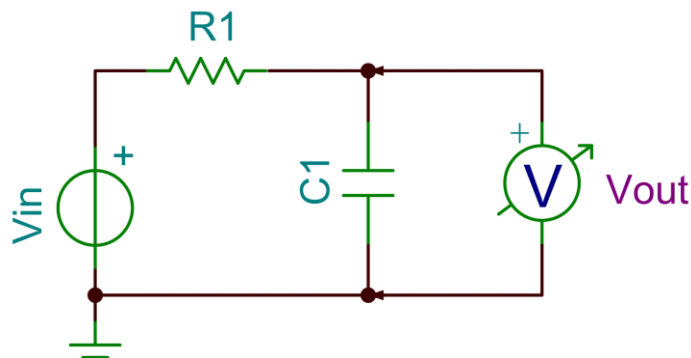


图 1 R-C 低通滤波器

对此电路来说, 响应曲线中的截止频率位于该点上 (见公式 2):

$$R1 = Xc = \frac{1}{2\pi fC}$$

在分压器的每个支路中存在等值阻抗时, 易犯的一个错误是把 Vout 当成输入电压的一半。该错误是电容性阻抗位于虚轴上, 与实轴阻抗 (R1) 相对。Vout 的振幅随即为 0.707 Vin。这样会以 -3.01 dB 的增益进行计算。从 R1 两端的电

压相移  $90^\circ$  即得到 C1 两端的电压。因为真实和虚拟的电压分量相等，因此它会通过  $45^\circ$  的电路进行一次相移。

图 2 显示了电路响应的 Bode 图：

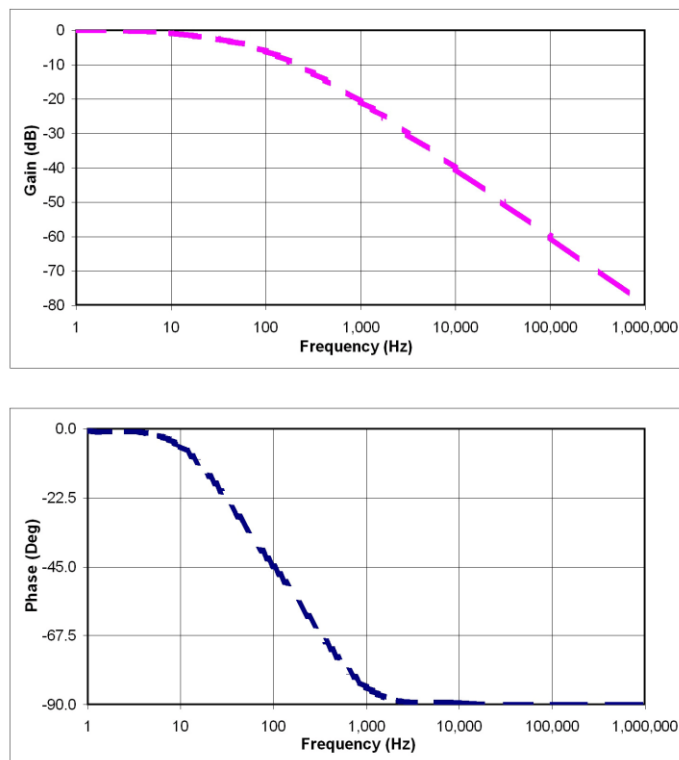


图 2 单极、低通滤波器的 Bode 图  
(点击图片可以放大)

虽然试图从增益图精确地确定截止频率很困难，但  $45^\circ$  相移频率却更易于识别。

可通过电路分析计算图 2 中的曲线。利用直线近似值（见图 3）即可获得良好的一阶结果。

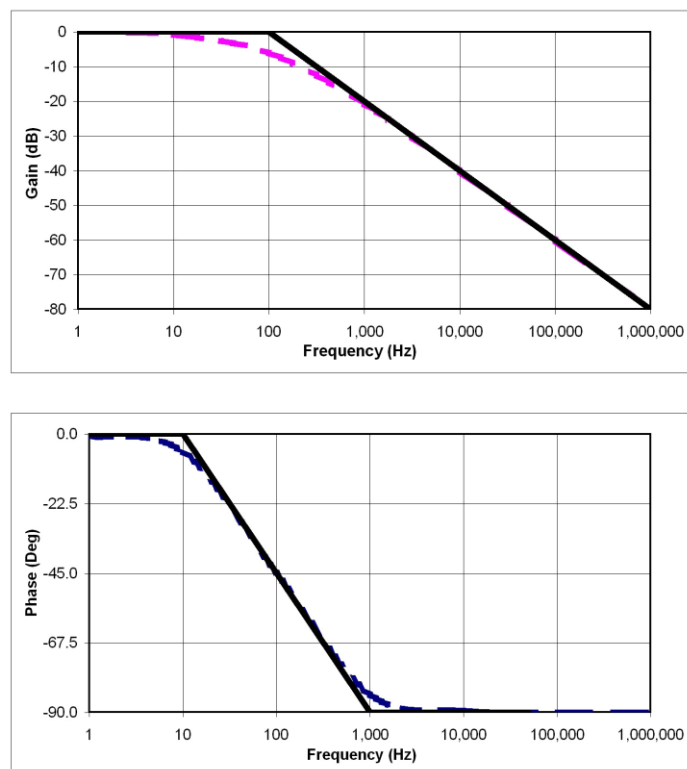


图 3 增益和相位的直线近似值  
(点击图片可以放大)

通过从 Y 轴到截止频率 ( $f_c$ ) 绘制一条平行于 X 轴的线, 然后再绘制一条每十倍频向下倾斜 20dB 的直线, 即可成功绘制直线增益近似值。相位图在  $f_c/10$  处从  $0^\circ$  开始, 并在  $f_c$  处通过  $45^\circ$ , 再到达 10 倍的  $f_c$ 。

线斜率只是对零点进行反转。因为极点相移图的斜率是每十倍频  $-45^\circ$ , 因此与零点相关的斜率就是每十倍频  $+45^\circ$ 。

由于运算放大器 (op amp) 的开环响应显示了一个等于频率的单极点响应(其中增益交叉 0 dB, 增益为 1), 因此这会完全应用到信号链。这些技术和近似值将在以后的文章中使用, 以帮助预测 op amp 电路的稳定性和总频率响应。

## 参考文献

- 1、Hendrik W. Bode 博士, 数学家, 职于贝尔电话实验研究所。



## 信号链基础知识 (第 13 部分)：充分利用 Bode 图

本系列文章的第一篇文章中 (请参见:

[http://www.analog.eetchina.com/ART\\_8800514158\\_2600001\\_TA\\_9cffe905.H](http://www.analog.eetchina.com/ART_8800514158_2600001_TA_9cffe905.H) TM) 给出了一个增益表达式, 该表达式的形式令一些读者感到迷惑不解。为了解释说明该数学表达式, 我们以工具条中该表达式的最终结果开始加以阐述:

$$\frac{V(\text{out})}{V(\text{in})} = -\frac{R_f}{R_i} * \frac{1}{1 + \frac{R_i + R_f}{R_i * A_{ol}}}$$

$$\frac{V(\text{out})}{V(\text{in})} = -\frac{R_f}{R_i} * \frac{1}{1 + \frac{A_{cl}}{A_{ol}}}$$

利用电压  $\beta$  的定义重新绘制电路图, 如此处的图 1 所示。

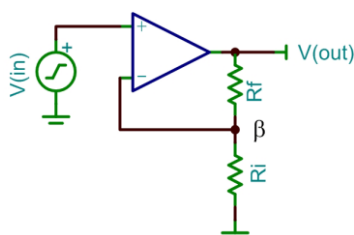


图 1 运算放大器作为一个增益级  
(点击图像可以放大)

把增益设置电阻看作一个分压器, 从而得出:

$$\beta = \frac{R_i}{R_i + R_f}$$

理想的增益或要求的增益为  $1/\beta$ , 同时传输函数变为:

$$\frac{V(\text{out})}{V(\text{in})} = -\frac{R_f}{R_i} * \frac{1}{1 + \frac{R_i + R_f}{R_i * A_{ol}}}$$

$$\frac{V(\text{out})}{V(\text{in})} = A_{cl} = -\frac{R_f}{R_i} * \frac{1}{1 + \frac{1}{A_{ol} * \beta}}$$

$$A_{cl} = -\frac{R_f}{R_i} * \frac{1}{1 + \frac{1/\beta}{A_{ol}}}$$

我们应该注意到  $A_{ol}$  和  $\beta$  均为频率函数。这种函数关系的结果可以在图 2 所示的 Bode 图中看到（注释： $A_{ol}$  用蓝色表示， $1/\beta$  用橙色表示）。

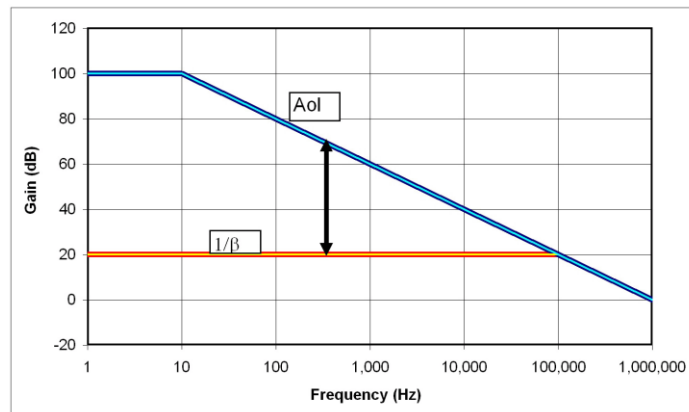


图 2 组合的 Bode 图  
(点击图片可以放大)

该示例说明了 Y 轴对数标度的幂，对数减法就是除法的算术运算。因此，图 2 中两条曲线的距离为传输函数的除法，闭环增益的精度可以体现在两条曲线之间的距离上。随着频率的增加，两条曲线间的距离随之缩小。因此传输函数中的第二项将不再是 1，假设的一个无穷大开环增益的近似值也将不再正确。

另一个可以轻松地在 Bode 图上看到的运算放大器 (op amp) 性能指标 (key) 为增益带宽乘积 (GBP) 和单位增益带宽 (UGB) 之间的差。在低频率时，所有运算放大器在其响应中都有一个极点。此外，这些运算放大器还有一个高频极点。

当一个频率接近开环增益曲线与 0 dB 交叉（单位增益）处的频率时，就会出现这一极点。请参见图 3 所示的两个运算放大器的增益曲线。

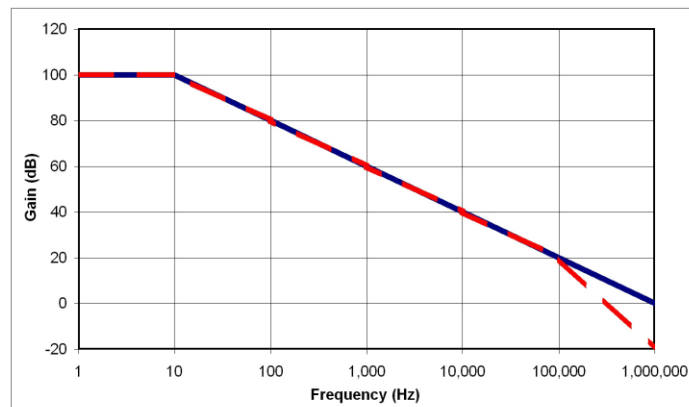


图 3 单位增益带宽与增益带宽乘积  
(点击图像可以放大)

整数 (unit) 1 显示了一个 1 MHz 的 UGB，由于 100 kHz 时的极点，整数 2 显示了一个近 300 kHz 的 UGB。

图 3 中整数 1 的 GBP 与其 1 MHz UGB 是一样的。整数 2 虽然具有一个 300 kHz 的 UGB，但是 GBP 还是 1 MHz。对于单极点系统而言，频率发生十倍频程的变化就会导致 10x (20 dB) 的增益变化。

为了计算整数 2 的 GBP，请标注出增益曲线（该曲线仍然在 20 dB/decade 斜线上）上的最后一点，在这种情况下，其为 100 kHz 时的 20 dB，20 dB 为 10 的一个增益。乘以该增益然后再乘以频率以计算得出 GBP ( $10 \times 100 \text{ kHz} = 1 \text{ MHz}$ )。对于两个极点间（即 10 kHz 时 100 的增益相当于 1 kHz 时 1000 的增益）所有频率响应曲线上的点而言，GBP 的值是恒定的。

为了获得与频率相关的性能，在未来我们将对 GBP 和 Bode 图进行多次修改，而且 GBP 和 Bode 图在理解稳定性问题时也颇为有用。

## 信号链基础知识：ADC 静态参数（第 14 部分）

在 2007 年 11 月 30 日的文章第 3 部分：《模拟与数字世界》中，我们重点讨论了完美的模数转换器 (ADC)。作为一款具有模拟输入和数字输出的混合信号器件，其中所描述的规范理所当然也应与模拟和数字相关。图 1 中显示了理想 ADC 的传输函数。

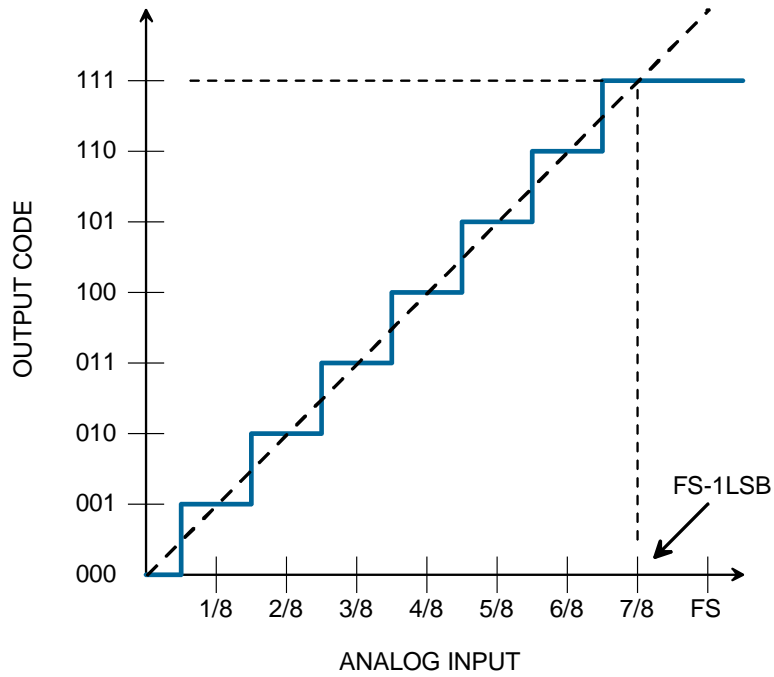


图 1 ADC 理想的传输函数

输出代码从 000 转换到 001 应发生在输入模拟电压达到一半 LSB 时。当该转换在某些其他输入电压处发生时，其差值就为偏移。如图 2 所示，这是位于第一个开关点处的模拟电压误差。

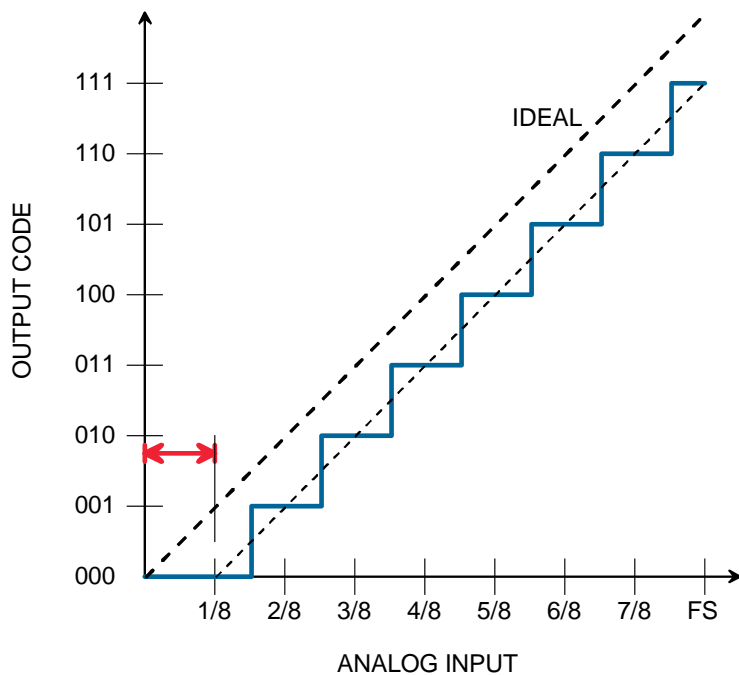


图 2 输入电压偏移

由于第一个开关点出现移位,因此整个传输函数也会随之右移或左移——具体情形取决于偏移的极性。

增益误差为第二个传输函数误差。图 3 显示了该误差的影响体现在传输函数曲线的斜率变化上。

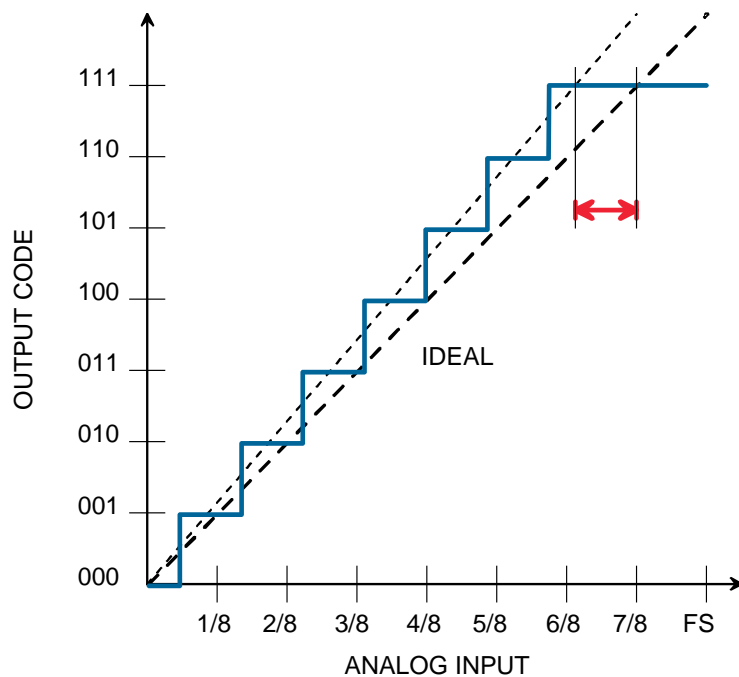


图 3 增益误差

增益误差被看作是在偏移得到校正之后满量程代码中的一个移位。参考电压值中的误差以及

转换器内部出现故障都可导致该误差。

请注意，虽然存在前面所述的所有误差，但传输函数仍然保持一条直线。然而，为了便于定义，就规定了两个用于描述偏离理想直线的静态参数（请参见图 4）。

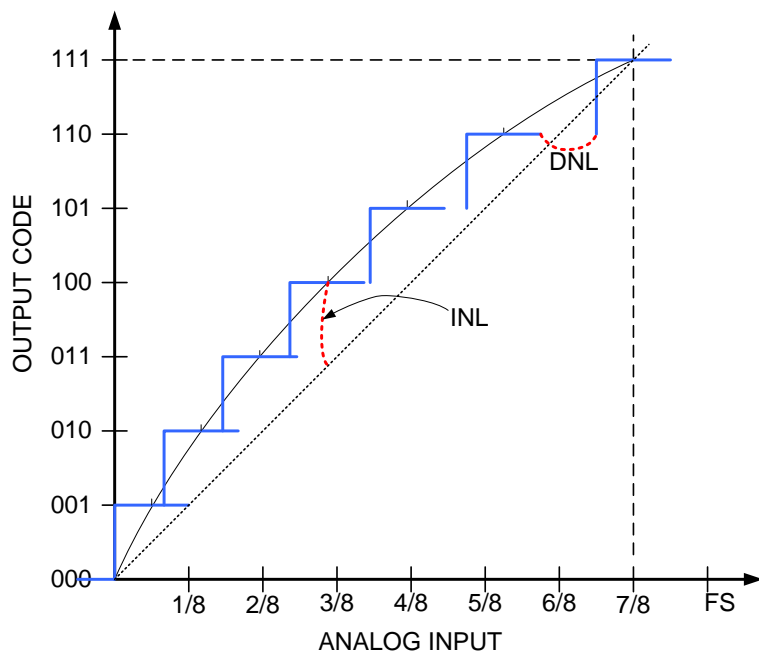
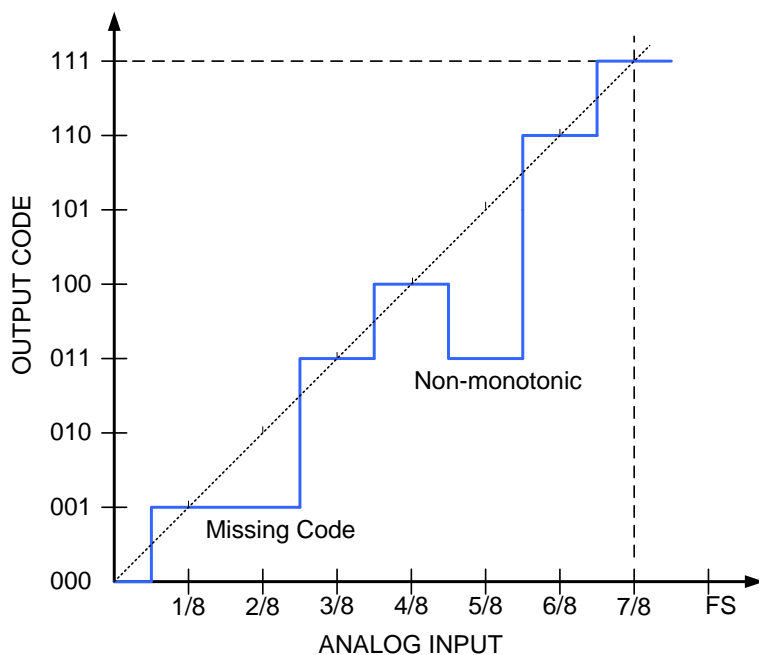


图 4 INL 和 DNL

积分非线性 (INL) 是传输函数偏离理想直线的一种量度标准，而微分非线性 (DNL) 则是任一偏离理想值的步长偏差。



### 图 5 极端 DNL

图 5 显示了两种极端 DNL 的情形。对于一些系统（其中闭环控制系统正在搜索某个位置）来说，这些误差可能是灾难性的。在丢失码的情形下，该系统将会无休止地一直搜索某个点。

单调系统是在提高输入值时，输出代码总是保持恒定或增加。请参见满量程 6/8 输入值时目标值为 110 的系统。当输入值从 3/8 提高到 4/8 时，输出代码就会随之增加。而当输入值从 4/8 提高到 5/8 时，输出代码则会降低。该系统会认为它已通过目标点，并随即开始回转。此外，该系统将始终保持局部极小值，并且不可能到达所需的最终点。

在下一期文章中，我们将会探讨 ADC 的动态性能规范。

## 信号链基础知识 (第 15 部分): ADC 的动态参数

如同 Bode 图是理解运算放大器 (op amp) AC 参数的基础一样, 傅里叶序列图是理解转换器 AC 参数的基础。在这两种情况下, 幅度和相位与时间数据的关系就变为了幅度和相位与频率显示的关系。因为必须要实现从模拟域到数字域的转变, 因此对于转换器来说这种转换更为复杂。而信号的傅里叶序列表现是用数学术语来进行充分描述的, 无法在标准测试设备上实现。因此, 它不如 Bode 图看起来直观。

当函数关系可以用一个数学表达式来描述时, 时域中信号的标准傅里叶序列就可以被明确定义出来了。但如果该函数仅为 ADC 的数字输出时, 那么就需要快速傅里叶变换 (FFT) 了。该变换最早发表于 1965 年, 被称为 Cooley-Tukey 算法, 并被编写成为很多种计算机程序, 此处的重要性在于结果。这就得到了信号带宽中每个频率的幅度。从这个结果中, 您可以计算出若干个性能参数。

图 1 给出了带有典型 FFT 结果的图。该图是从 ADS8325 产品说明书上复制下来的, ADS8325 是一款 16 位 250k 采样速率的转换器。当输入为 10kHz 频率的满量程正弦波时, FFT 显示出了在整个 40kHz 范围内应用信号的每个整数倍频率时的峰值。

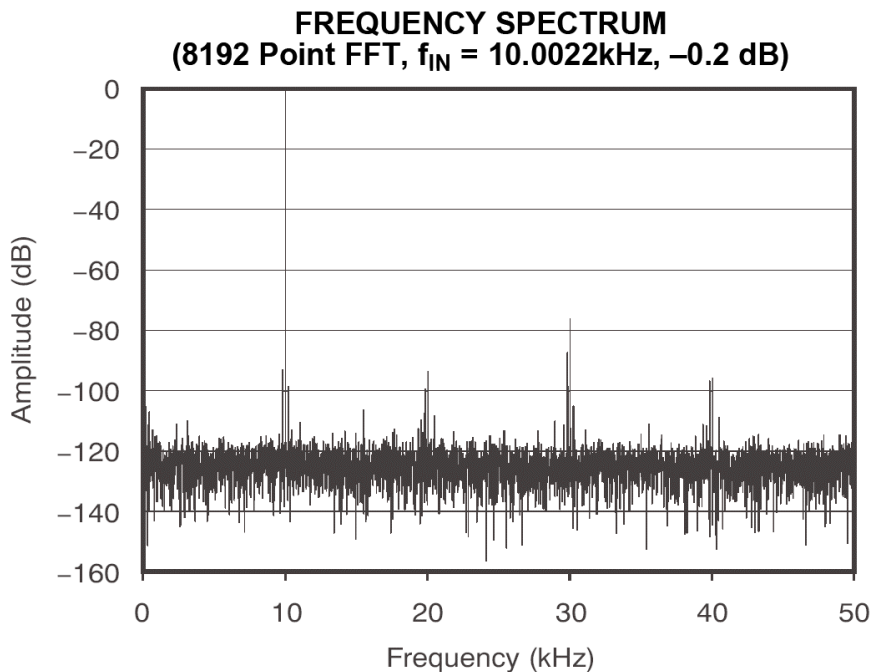


图 1 ADS8325 输出的 FFT 分析

通过观察可以看出, 在这个例子中, 无杂散动态范围 (SFDR) 大约为 75dB, 应用信号在 10kHz 时为 0dB, 三次谐波在 30kHz 时约为 -75dB。这是最大的寄生信号, SFDR 为两个幅度之间的差值。因为确定 ADC 输出的频率是不可能的, 因此任何低于 -75dB 的信号都必须被看成是噪声, 并且被忽略掉。



$$\text{SFDR} = 20 * \log \frac{V_0}{V_{\text{spur}}}$$

这个公式也可被看成是 dBc, 其中 dB 参考电平为载波信号或  $V_0$ 。

题目为《信号链基础知识：模拟与数字世界》的本系列文章的第三篇文章（2007 年 11 月 30 日发表）描述了与理想转换器相关的量子化噪声。信噪比 (SNR) 的计算为：

$$\text{SNR}_{\text{IDEAL}} = 6.02 * N + 1.76$$

其中, N 等于比特数

因为没有转换器就不会有噪声, 所以用 FFT 表示的实际信噪比如下：

$$\text{SNR} = 20 * \log \frac{V_0}{\sqrt{\sum (V_{\text{noise}}^2)}}$$

请注意, 该关系式的成立是做了这样的假设: 即各种噪声源为独立的, 因此, 是按照平方值合计的平方根来计算的, 或者说是 RSS。

任何电路都会有某种形式的非线性, 这种非线性特性将在应用信号谐波 (整数倍数) 时产生信号。

$$\text{THD} = 20 * \log \frac{\sqrt{\sum (V_h^2)}}{V_0}$$

其中:  $V_h$  为 FFT 中谐波电压峰值的列表

因为谐波会无限延伸下去, 因此必须要有一个合理的谐波次数范围。这里有几个标准, 其中之一是 IEEE 标准 1241 推荐用到 9 次谐波。要使总谐波失真 (THD) 值有意义, 就必须给出一个谐波次数。

由 FFT 演变而来的最后一个描述性术语是 SINAD, 或称为信噪失真比。

$$\text{SINAD} = 20 * \log \frac{V_0}{\sqrt{\sum (V_h^2 + V_n^2)}}$$

在这些参数中, 每一个参数取值的重要性取决于不同的应用。虽然在非线性和失真之间还存在一些相关性, 但是这种相关性非常弱。

## 信号链基础知识：模拟电压比较器（第 16 部分）

比较器的主要功能就是确定一个电压是否高于或低于另一个电压。当有两个模拟电压输入和一个数字输出时，该器件有时也被称为 1 位 A/D 转换器。该比较器看起来就像是开路结构中的一个运算放大器 (op amp)，然而在比较器和运算放大器这两款器件之间有许多明显的不同之处。比较器的传输函数如图 1 所示。

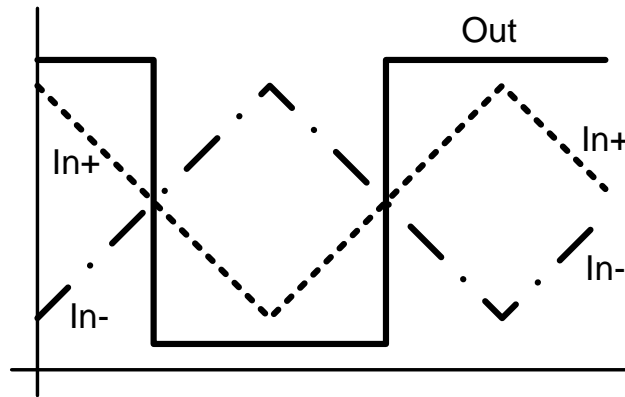


图 1 比较器的传输函数

通过图 1 所示的传输函数您可以看出：只要  $In+$  高于  $In-$ ，输出就为高；当  $In+$  低于  $In-$  时，输出就为低。在通常的应用中，其中的一个输入将保持在一个固定的参考电压，且被测信号将围绕参考电压上下波动。但有些应用会有两个围绕参考电压上下波动的信号。

就像有运算放大器一样，该比较器输入级具有诸多特性，如失调电压、偏置电流以及共模电压范围。只有当其影响到开关点时，这些参数的值才会引起我们的关注。

由于该比较器是一个在模拟和数字之间实现转换的器件，因此在该器件的动作上有一个时间规范，即传播时间。当输入与开关点交叉时开始出现时延。事实上，输出开关是过驱动电平的一个函数。对于 10mV 和 100mA 过驱动而言，传播延迟时间可能是已知的。此外，该器件在其响应上可能不是对称性的，因此对于从低到高的转换而言可能会有一组规范，且对于从高到低的转换而言可能会有另一组规范。

可将比较器分为两组的一个特性是图 2 所示的输出级设计。一组是具有一个全推挽级的比较器，而另一组是具有一个集电极开路或漏极开路级的比较器。

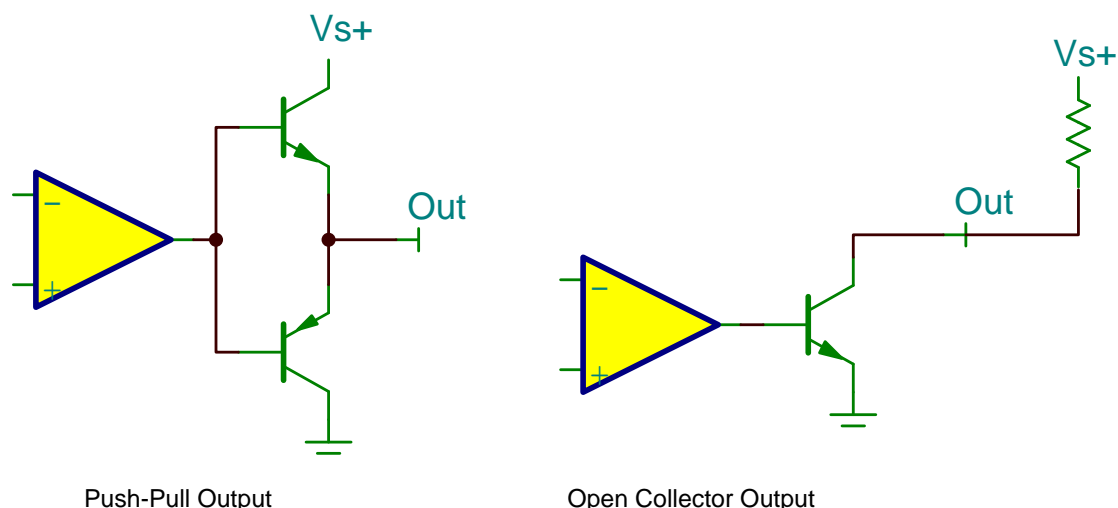


图 2 比较器的两个输出级

在两种输出类型之间有许多应用差异。推挽式输出摆幅受电源轨的限制，而集电极开路级的上限取决于输出晶体管可以容忍的电压。推挽级的输出被有源地拉向各个方向，而集电极开路只有一个有源下拉。正是由于上述原因，从低到高的转换时间取决于上拉电阻。我们可以将若干个集电极开路器件并联起来，这将实现一个称为集电极 OR 的电路结构，实际的逻辑功能为 NOR。如果任何一个器件被激活，则通用输出线将被拉低。

在特殊的情况下，您可以把运算放大器当作比较器使用，但切勿将比较器当作运算放大器使用。运算放大器设计旨在实现高开环增益的线性运行以及低增益时的稳定运行。因此，不应考虑用比较器来代替运算放大器。

可以考虑将某些运算放大器当作比较器使用。首先，要确定运算放大器是否具有限制输入引脚（如反并联二极管）之间电压的内部电路，该运算放大器的设计特点将无法实现将运算放大器当作比较器使用的想法。确定与产品说明书进行了核对以确保不会超过最大绝对差动输入电压。对于作为比较器使用的运算放大器而言，典型的延迟时间将非常低。由于作为开环比较器使用的运算放大器总是处于饱和状态，所以饱和恢复时间变得至关重要。

## 信号链基础知识 (第 17 部分): 滞后功能——了解更多模拟电压比较器的相关知识

一般模拟电压比较器都有一个缺点, 而滞后功能则可以克服这个缺点。

本系列的前一篇文章 (第 16 部分) 对电压比较器进行了介绍。当向输入端施加一个缓慢移动信号时, 就会引起比较器应用方面的问题。该施加信号穿过开关点时, 即使该信号所带电压噪声级别非常低, 其也会引起比较器开关转换。当该噪声外加信号穿过开关点电压时, 比较器可能会开关数次, 如图 1 所示。

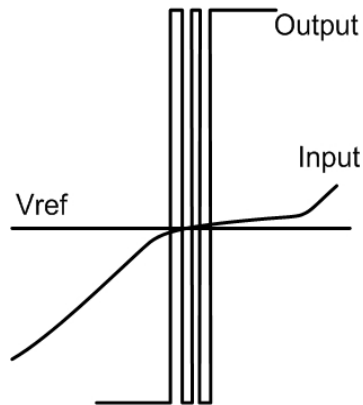


图 1 比较器噪声

当这种比较器被应用于如高速计数器等电路时, 就会给一次转换带来许多错误的计数。就带推挽式输出级的比较器而言, 利用滞后功能则可以解决这一问题, 如图 2 所示。

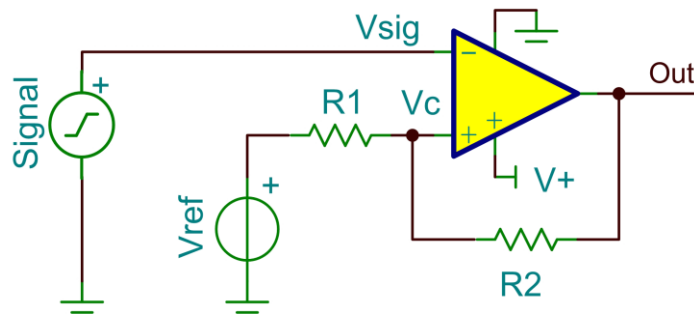


图 2 滞后功能网络

该输出只有两种状态:  $V_{\text{低输出}} (V_{\text{ol}})$  或  $V_{\text{高输出}} (V_{\text{oh}})$ , 这样一来完成对该电路的分析就简单了。在该电路中,  $V_{\text{oh}}$  等于正电源电压, 而  $V_{\text{ol}}$  为接地或零电压。图 3 显示的是其传输函数。需要注意的是, 开关点取决于状态改变以前的输出状态。

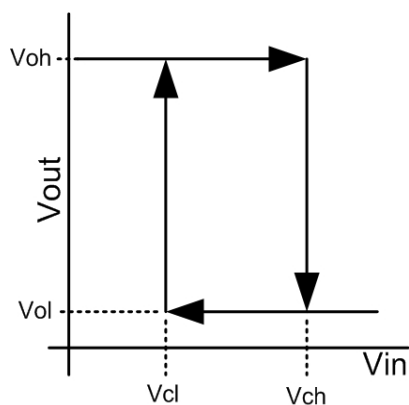


图 3 具有滞后功能的比较器的传输函数

就这两种情况而言，可以通过下列公式计算得出流经反馈电路的电流：

$$I_{lo} = \frac{V_{ref} - V_{ol}}{R_1 + R_2}$$

和

$$I_{hi} = \frac{V_{oh} - V_{ref}}{R_1 + R_2}$$

两种情况下的比较器开关电压分别为：

$$V_{sl} = V_{ref} - I_{lo} * R_1$$

和

$$V_{sh} = V_{ref} + I_{hi} * R_1$$

合并项得出：

$$V_{sl} = \frac{R_2 V_r + R_1 V_{ol}}{R_1 + R_2}$$

和

$$V_{sh} = \frac{R_2 V_r + R_1 V_{oh}}{R_1 + R_2}$$

总滞后电压为两个电平的差。由于  $V_{ol}$  等于 GND (接地)，因此滞后电压降至：

$$V_{hys} = \frac{R_1 V_{oh}}{R_1 + R_2}$$

这一结果适用于反相比较器结构。需要注意的是，该比较器开关点 ( $V_{sl}$  和  $V_{sh}$ ) 均取决于电源电压和参考电压。当  $V_{ref}$  为电源电压的一半时，该开关点便大致与  $V_{ref}$  相对称。

如果将  $V_{ref}$  调至接近  $V_{oh}$ ，则从  $V_{ref}$  到  $V_{sh}$  的电压就会低于从  $V_{ref}$  到  $V_{sl}$  的电压。这就引起开关电压间的中间值与  $V_{ref}$  不同。当  $V_{ref}$  低于  $V_s/2$  时，情况则相反。

通过互换信号和参考电压，可以构建一种非反相比较器结构。但是，这样就危及到了反相输入给信号带来的高输入阻抗，而这可能是一种对设计至关重要的因素。这种比较器的开关点分别为：

$$V_{sl} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_r + R_1 V_{oh}$$

和

$$V_{sh} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_r + R_1 V_{ol}$$

这种分析是针对那些具有推挽式输出级的比较器。对于那些带有集电极开路或漏极开路输出级的比较器而言，上拉电阻器和负荷电阻器共同形成了一个分压器，其将  $V_{oh}$  设定为电源电压的一部分，如图 4 所示。

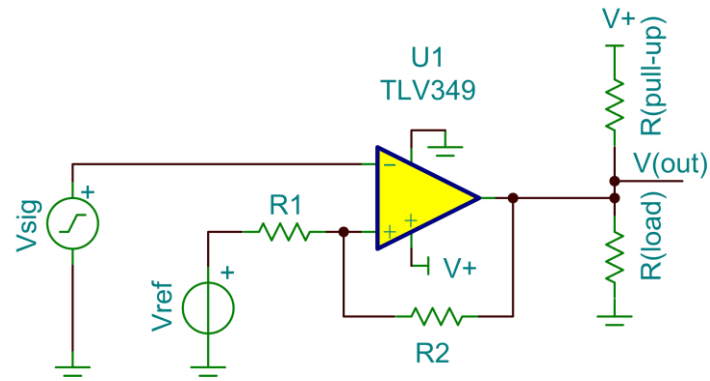


图 4 集电极开路比较器输出因素

R（上拉）必须要小于  $R1+R2$ ，这样它才不会限制电路相关部分的电流。

请注意，一些在其芯片上已经包含了滞后功能的器件市场上已有销售。

## 信号链基础知识 (第 18 部分): 用作积分器的运算放大器

了解这种基本构建块是如何被用作模拟积分器的

在本系列第一篇文章“运算放大器—基本构建块”(下方有链接)中,通过将电阻器用作增益调整设置元件,建立起了在 DC 情况下运算放大器 (op amp) 的传输函数。在一般情况下,这些元件均为阻抗,而阻抗中可能会包含一些电抗元件。下面来看一下图 1 所示的这种一般情况。

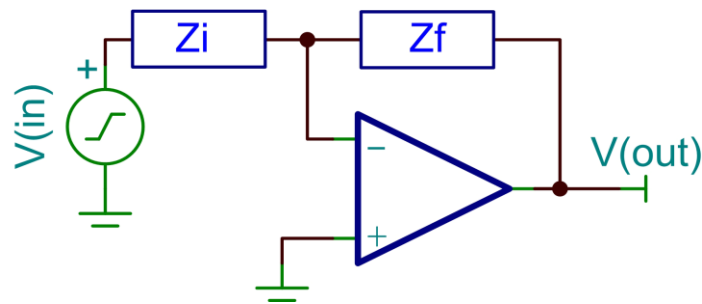


图 1 运算放大器反馈的一般情况

使用这些项重写本系列第一篇文章所得的结果后,传输函数为:

$$\text{增益} = V(\text{out})/V(\text{in}) = -Z_f/Z_i$$

在图 2 所示电路的稳定状态下,该结果减小至:

$$V(\text{out}) = -V(\text{in})/2\pi f R_i C_f$$

其适用于稳定状态下正弦波信号。

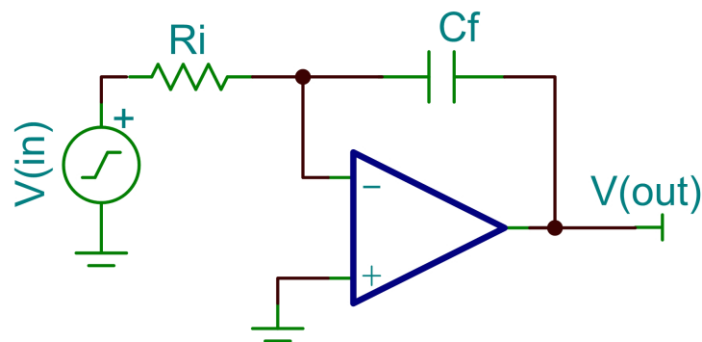


图 2 配置为积分器的运算放大器

正如最初所做的分析那样,流入求和节点的电流必须等于流出该节点的电流。换句话说,流经  $R_i$  的电流必须等于流经  $C_f$  的电流。这种情况可以表述为下列传



输函数:

$$\frac{V(\text{in})}{R_i} = i_c$$

$$i_c = -C_f \frac{dV(\text{out})}{dt}$$

$$-\frac{1}{R_i C_f} V(\text{in}) dt = dV(\text{out})$$

$$V(\text{out}) = -\frac{1}{R_i C_f} \int V(\text{in}) dt$$

利用该传输函数, 我们便可以得到一款普通积分器。由于积分中包含了该运算放大器的 DC 误差项, 因此该电路通常不会在直接信号链中使用。但是, 在控制环路中, 其作为一种功能强大的电路得到了广泛使用。

请回顾本系列第 5 部分“仪表放大器介绍”(下方有链接)所述的仪表放大器。在许多高增益应用中, 虽然与 DC 值没有丝毫关系, 但 INA 的电压偏移还是缩小了有效动态范围。

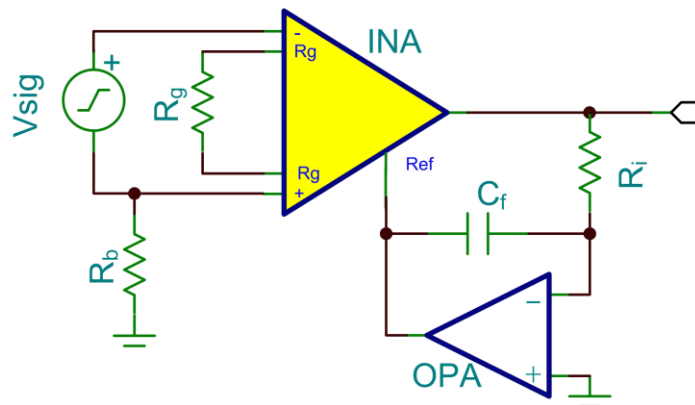


图 3 使用积分器归零偏移

图 3 显示了积分器的一种理想应用。来自 INA 和信号源的输入 DC 偏移电压均出现在输入端, 并被 INA 增益倍乘。该电压出现在积分器输入端。运算放大器积分器进行驱动以使反相输入与非反相输入相等(这种情况下, 非反相输入为接地 (GND)), 这样一来 INA 的电压偏移被消除了。这种应用让电路看起来像是一个单极高通滤波器。截止频率的情况如下:

$$X_{Ci} = R_i \text{ or}$$

$$R_i = \frac{1}{2\pi f C_f}$$

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi R_i C_f}$$

当  $R_i = 1 \text{ M}\Omega$  且  $C_f = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$  时, 截止频率为  $1.59 \text{ Hz}$ 。电路的 DC 偏移被降至运算放大器的  $V_{os}$ 。

在一些单电源应用中, 将运算放大器的非反相输入偏置为 **GND** 以上是必需的。积分器是一种反相电路, 因此正输入信号会尽力将输出驱动至负电源轨 **GND** 以下。出现在运算放大器非反相输入端的偏置电压为 **INA** 输出时将维持零输入的电压。

## 信号链基础知识（第 19 部分）：探究和了解线性稳压器

了解这种简单、常见但却极为重要的电源稳压器的的工作原理，以及如何实现最佳的运用。

本系列文章的**第 11 部分** 已对这种线性稳压器作了介绍。此类器件的成功应用取决于对优化该系列器件性能的一些专用电路设计的考虑和对规范的了解、掌握。

第一个需要考虑的因素便是确定预期输出电压。最为简单的线性稳压器拥有一个固定的输出电压范围，其由和**图 1** 所示  $R1/R2$  网络相类似的内部连接确定。可调稳压器可能会有四个引脚： $V_{in}$ 、 $V_{out}$ 、接地引脚和调节引脚。调节引脚是用来调节电压设置电阻。

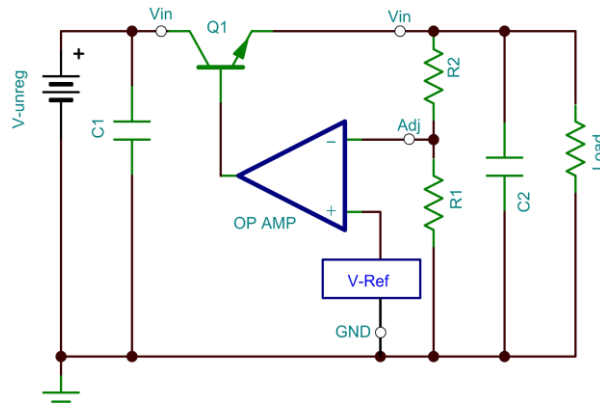


图 1 基本的线性稳压器

三端可调稳压器的输出电压如图 2 所示

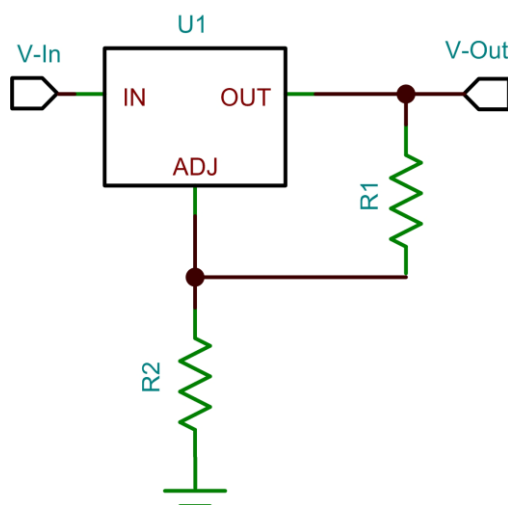


图 2 三端可调稳压器

并由下列关系式设定:

$$V_o = 1.25 \frac{R1 + R2}{R1}$$

1.25 V 为电压参考值。分子和分母均除以 R1 可以得出:

$$V_o = 1.25 \left( 1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

这就是本系列第一篇文章 (第 1 部分 最基本的构建块——运算放大器) 中所建立起来的非反相运算放大器 (op amp) 传输函数。

我们通常用输入电源电压 (线性) 或输出电流需求 (负载) 改变时其保持规定输出电压的表现来衡量稳压器的动态性能, 即对静态变化和瞬态变化的响应。我们通常是在最大负载电流下规定线性调整率 (line regulation), 而负载调整率的规定则可能是在一个或多个线性电压条件下完成的。

当输入未得到调节时, 可能会存在一定叠加于 DC 之上的电源线频率 AC, 即输入纹波, 应从输出中将其去除。另一个动态性能变量是输出噪声。通过增加稳压器输出端的滤波器电容一般可以降低输入纹波和输出噪声, 但是会延长瞬态恢复时间。

线性稳压器的运行依赖于一个内部增益级。为了防止该增益级出现振荡, 通常会需要一个最小输出滤波器电容 (请参见图 1 中的 C2)。一个输入滤波器电容 (请参见图 1 中的 C1) 将有助于稳压器服务于瞬态负载, 尤其是在稳压器远离电源时更需要这样一个输入滤波器电容。

许多稳压器都不容许存在反向电压。如果输出电容被充电至输出电压, 同时输入短路至接地, 那么稳压器将出现反向电压, 并且在所有电路获得放电以前稳压器都会锁闭在某种未知状态中。这种故障状态可能会引起稳压器自毁。为了避免出现这种故障模式, 可能会需要一个反向二极管钳位 (请参见图 3)。

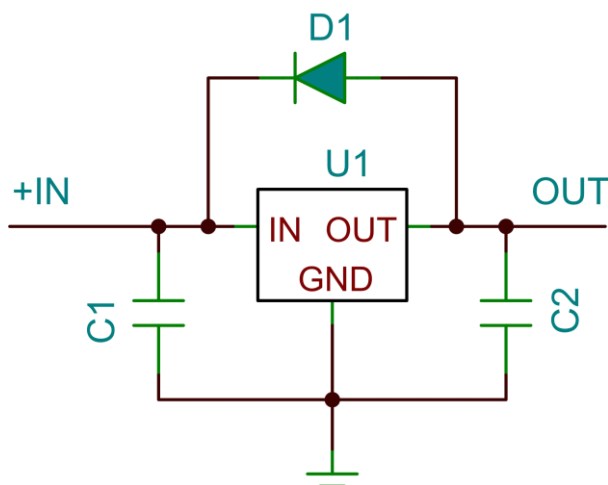


图 3 反向电压钳位

由于缺少一种将未用能量输入存储到稳压器的机制, 因此必须将其以散热的形式耗散掉。该功率可以由下列公式计算得到:

$$P_d = (V_{in} - V_{out}) \times I_{in}$$

计算过程中输入电流的使用, 使得稳压器静态或接地电流均得到考虑。

在要求负载电流大于稳压器承受能力, 可以添加一个外部晶体管, 如图 4 所示。这种做法仅适用于可调输出稳压器。

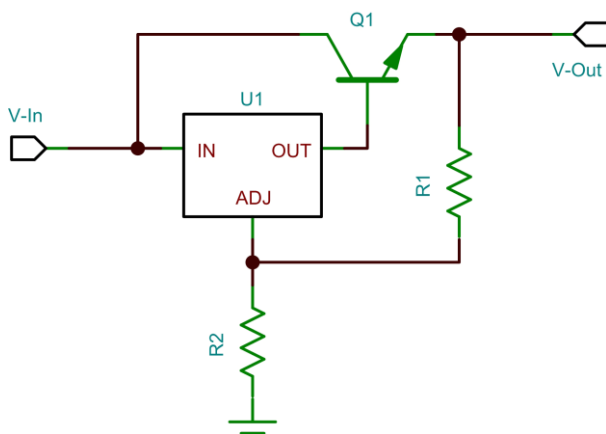


图 4 利用外部晶体管增大 I (负载)

该电路可能有助于将稳压器芯片的热量通过散热片转移至晶体管。降低稳压器的功耗, 可以降低由于温度变化带来的输出电压漂移。

## 信号链基础知识（第 20 部分）：了解运算放大器及速度的基本原理

了解在许多应用中都至关重要的运算放大器动态规范及速度和转换速率参数的含义。

（特别提示：“信号链基础知识”的第 20 部分是 Bill Klein 撰写的最后一篇文章；请参见本文末尾的注解。和从前一样，文章末尾、作者简介下方有本系列文章前面各部分的链接。）

运算放大器 (op amp) 的“速度”是指其频率响应和转换速率。此处给出的模型适用于电压反馈系列运算放大器。这两种参数具有一定程度的相关性。图 1 显示的是一个两级运算放大器简化模型，用于 AC 分析。

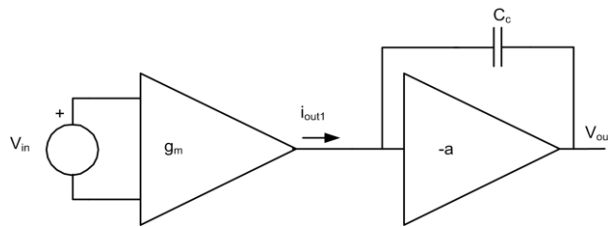


图 1 运算放大器的 AC 模型

输入为一个跨导级。就电压输入而言，其产生一个电流输出。输出级被理想地建模为一个补偿电容器作为积分要素的积分器。分析得到传输函数：

$$i_{out1} = V_{in} g_m$$

$$V_{out} = \frac{i_{out1}}{2\pi C_c f}$$

$$V_{out} = \frac{V_{in} g_m}{2\pi C_c f}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = A(f) = \frac{g_m}{2\pi C_c f}$$

在运算放大器响应第一个极点以上各频率下，该函数的斜率与本系列文章第 13 部分中演示的斜率相同。每增加十倍频率，增益就降至原来的十分之一。通过将增益表达式设置等于 1 可以得到单位增益频率：

$$A(f) = 1 = \frac{g_m}{2\pi C_c f}$$

$$f_u = \frac{g_m}{2\pi C_c}$$

单位增益频率取决于输入级的跨导和补偿电容，这两个参数不单独出现。而通常人们所关注的是单位增益频率。

运算放大器速度的另一个指示器是小信号转换速率。这一参数与闭环增益和放大器开环增益曲线相交的频率转角相关联。图 2 显示了这一点。

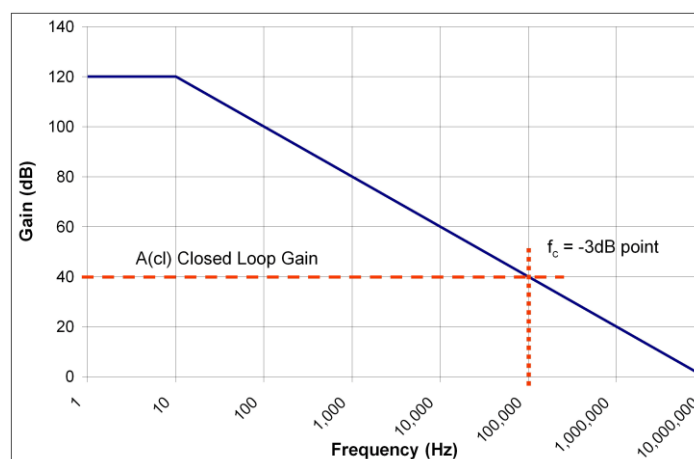


图 2 作为闭环增益函数的转角频率

小信号转换速率由下列指数函数表示：

$$V_{out}(t) = V_{final} (1 - e^{-t/\tau_c})$$

$$\text{Where : } \tau_c = \frac{1}{2\pi f_c}$$

当达到某一电压电平时该函数的解为：

$$t = \tau_c \ln \left( \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{final}}} \right)$$

小信号转换速率为  $V_{\text{out}}$  从 10% 最终值转换至 90% 最终值的时间。利用  $V_{\text{out}}/V_{\text{final}}$  的比值，上升时间可降至：

$$t_r = (2.3\tau_c - 0.11\tau_c) = 2.19\tau_c$$

$$\tau_c = \frac{1}{2\pi f_c}$$

$$t_r = \frac{0.35}{f_c}$$

回顾第 13 部分：

$$A_v(f) = \frac{f_u}{f}$$

这样，转换速率为闭环增益的函数：

$$t_r = \frac{0.35}{f_u} A_{\text{cl}}$$

小信号转换速率由运算放大器的单位增益带宽和电路的闭环增益决定。随着闭环增益的增加，转换速率会下降。

大信号转换速率为运算放大器的一个非线性函数。这种情况下，“大信号”输入信号需足够大，以使输入级的一端能够被完全关闭，而另一端可以被完全开启。



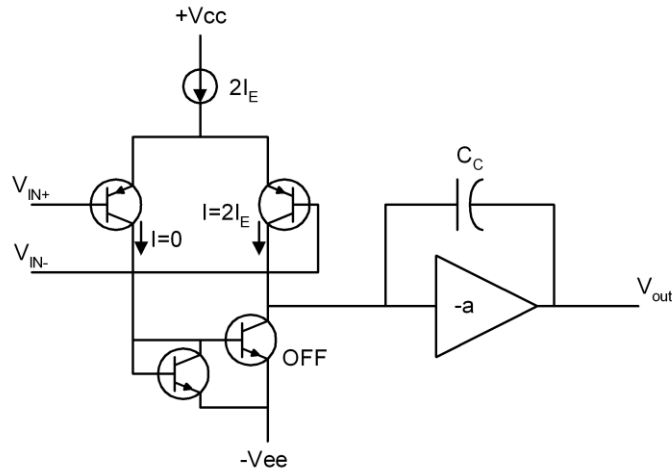


图 3 大信号转换速率模型

差动输入级晶体管共用同一个电流源。如图 3 所示，正输入被关闭而负输入被完全开启后，所有输入级电流均被驱动至第二级积分器中。

一些运算放大器在输入端具有不允许输入器件被完全开启和关闭的保护电路。这种最大转换速率行为所需的差分电压可出现三或四伏特左右的差异，具体情况取决于输入器件和电路拓扑的特性。

作者 Bill Klein 的特别提示：

谢谢阅读本专栏。我在 TI 和 Burr Brown 公司（被 TI 收购以前）工作超过 16 年，不久便会退休。正如人们所说的那样，模拟工程师绝不会真正地“退休”，他们将继续投身教育工作！在我开始在亚利桑那州菲尼克斯市一所社区学院教授模拟理论和实践的时候，我会在职业生涯的下一个阶段更多地致力于模拟事业。

尽管这也许是我为 TI 撰写的最后一篇文章，但是我的同事们会继续及时地为您提供模拟信号链相关的信息，让我们静请期待他们的文章吧。请不要忘记，在这个越来越数字化的环境中，现实世界仍然是**模拟的**！